

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表2003-502977

(P2003-502977A)

(43)公表日 平成15年1月21日(2003.1.21)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I
H 0 3 D 11/04
H 0 4 B 1/16

テ-ヤ】-ト^{*} (参考)
5 K 0 6 1

卷之三

R

宋本校武 本草書 王惟實本草書 宋 (今 24 頁)

(21)出願番号	特願2001-505133(P2001-505133)
(86) (22)出願日	平成12年6月1日(2000.6.1)
(85)翻訳文提出日	平成13年12月17日(2001.12.17)
(86)国際出願番号	PCT/GB00/02093
(87)国際公開番号	WO00/079678
(87)国際公開日	平成12年12月28日(2000.12.28)
(31)優先権主張番号	9913989.1
(32)優先日	平成11年6月17日(1999.6.17)
(33)優先権主張国	イギリス(G.B.)

(71)出願人 マルコニ データ システムズ リミテッド
イギリス ハートフォードシャー エイエル9 7ジェイイー ハットフィールド
ウェルハム グリーン ディクソンズ ヒル ロード 153

(72)発明者 フォスター イアン ジェイムス
イギリス エセックス シーエム1 5エルエイ チエルムスフォード スプリングフィールド グレイト コブ 31

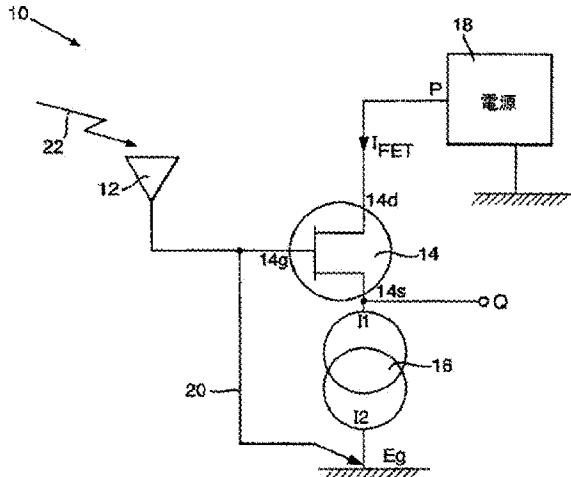
(74)代理人 弁理士 中村 稔 (外9名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超再生型AM復調器

(57) 【要約】

本発明は、アンテナ12、トランジスタ14、電流源16及び電源18を含むAM受信器10を提供する。アンテナ12は、トランジスタ14のゲート電極14gに接続され、リンク20を介して信号接地されている。動作において、アンテナ12は、放射線を受信して対応する信号を発生してゲート電極14gへ送る。トランジスタ14は、2段階で動作可能であり、すなわち、第1段階でゲート電極において対応して反射増幅された入力信号を発生するように入力信号を反射増幅し、増幅された入力信号を第2段階で振幅復調する。トランジスタ14は電流／電圧特性の非線形領域で動作可能であり、その領域において反射増幅と信号復調を同時に行う、すなわち、2つの段階を同時に行なう。これに対し、非線形で動作して振幅復調を行なう利得デバイスを使用する従来の復調器は、送信増幅器として機能するように構成されたデバイスを含む。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号(22)を受信しそしてそれに対応する復調信号(0)を発生するためのAM受信器(10)において、入力信号を反射式に増幅する反射増幅器として動作できると同時に、増幅された入力信号を検出して復調信号を発生するための検出器としても動作できるようにバイアスされたトランジスタ(14)を備えたことを特徴とするAM受信器。

【請求項2】 上記トランジスタは、その電流／電圧伝達特性の非直線領域で動作する請求項1に記載の受信器。

【請求項3】 上記トランジスタは、その非直線領域で機能するために $5\mu A$ ないし $100\mu A$ の範囲の電流を導通するように動作できる請求項2に記載の受信器。

【請求項4】 上記トランジスタ(14)は、入力信号を受け取るための電極(14g)を備え、この電極は、信号経路(20)を経て信号接地点へ接続され、信号経路(20)は、反射信号をトランジスタと信号接地点との間に搬送すると共に、入力信号を電極(14g)に転向するように働く請求項1、2又は3に記載の受信器。

【請求項5】 上記受信器(10)は、入力放射(22)を受け取ってそこからトランジスタの入力信号を発生するためのアンテナ組立体(12)を備えた請求項1、2、3又は4に記載の受信器。

【請求項6】 入力信号の振幅に応じた利得を与えることにより、受信器にAGC特性を与える請求項1、2、3又は4に記載の受信器。

【請求項7】 請求項1ないし6のいずれかに記載のAM受信器を組み込んだFM受信器において、このFM受信器は、更に、それに送り込まれた入力周波数変調信号を、それに対応する振幅変調信号に変換するための変換手段を備え、AM受信器がそれを復調して、復調出力信号を与えるように動作できることを特徴とするFM受信器。

【請求項8】 上記変換手段は、周波数変調信号をそれに対応する振幅変調信号に変換するために、共振とは別に動作し得るバンドパスフィルタを備えた請求項7に記載の受信器。

【請求項9】 請求項1、2、3、4、6又は7に記載の1つ以上の受信器

(170)と、入力放射を受け取りそしてそれに対応する受信信号(Ko)を発生するための受信手段(120, 130)と、受信信号(Ko)をフィルタリング、増幅及びゲーティングして上記1つ以上の増幅器(170)の入力信号を与え、復調を行って復調信号を形成し、そこから、GPS受信器の位置基準を導出できるようとする処理手段(140, 150, 160, 170, 178, 180)とを備えたことを特徴とするGPS受信器(100)。

【請求項10】 上記受信手段は、円偏波アンテナである請求項9に記載の受信器。

【請求項11】 上記処理手段(140, 150, 160, 170, 178, 180)は、受信信号を増幅及びゲーティングして処理信号を発生するための反射増幅器(172, 174, 176)を組み込んだ請求項9又は10に記載の受信器。

【請求項12】 上記処理手段は、受信信号を処理するための静磁気フィルタリング及び周波数選択性制限手段(160)を備えた請求項9、10又は11に記載の受信器。

【請求項13】 請求項1ないし8のいずれかに記載の受信器を備え、そこで受信した無線放射に応答するように動作し得ることを特徴とする識別タグ。

【請求項14】 コンピュータを相互接続するためのワイヤレスローカルエリアネットワークにおいて、ネットワーク内の信号の復調を実行するために請求項1ないし8のいずれかに記載の受信器を備えたローカルエリアネットワーク。

【請求項15】 請求項1ないし8のいずれかに記載の受信器を備え、伝播する信号の復調を行うように動作し得る移動電話。

【請求項16】 請求項1ないし8のいずれかに記載の受信器を備え、伝播する信号の復調を行うための電子セキュリティキー。

【請求項17】 上記受信器がキーファブ内に収容された請求項16に記載のキー。

【請求項18】 請求項1に記載のAM受信器(10)を使用して入力信号を振幅復調する方法において、

(a) 入力信号を受信しそしてそれをトランジスタ(14)において反射式に増幅して、増幅された入力信号を発生し、そして

(b) その増幅された入力信号を、非直線モードで動作するトランジスタ(14)

に通してそれを復調し、そしてそれに対応する復調信号(Q)を発生する、
という同時に実行可能な段階を含むことを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【技術分野】**

本発明は、振幅変調された放射及び信号を増幅しそして検出するための振幅変調（AM）受信器に係る。

【0002】**【背景技術】**

振幅変調された放射を受信しそしてそれに対応する復調信号を発生するように動作できる従来の受信器、例えば、家庭用ラジオのような受信器は、多くの場合に、多数の要素を組み込んでおり、これら要素は、通常、放射を受信してそれに対応する受信信号を発生するためのアンテナと、その受信信号を増幅及びフィルタリングして、増幅された信号を形成するための透過高周波（RF）増幅器と、その増幅された信号を復調して復調出力信号を発生するための検出器とを含む。これらの要素は、動作時に著しい電力を消費し、これは、到来する放射、例えば移動電話において「ウェークアップコード」を保持する放射を待機するスタンバイモードにおいて低い電力で動作するときでもそうである。この顕著な電力消費は、これら要素に電力を供給する所与の1組のバッテリからの動作時間を制限するという問題を招く。又、この問題は、電力を供給するために小型電源セルを組み込んだ無線トランスポンダタグ、例えば、認識タグや自動車用の電子アクセサリーキーにも関する。

【0003】

受信信号がしばしばマイクロボルトの範囲であり、そして受信器の検出器において検出ダイオードを動作するに充分な大きさの増幅信号を与えるために著しい増幅が必要とされる従来の増幅器では更に別の問題が生じ、即ちこれらの検出器は、最小スレッシュホールド振幅より低い供給信号の検出を妨げるようなカットオフ電圧をしばしば示す。スプリアス発信が生じるおそれなく与えることのできる増幅度に実際上の限度があるために、この実際上の限度が、受信放射に対して低いスレッシュホールド振幅を課し、ひいては、受信器が応答するところの制限された動作範囲を課する。この低いスレッシュホールド振幅は、ある用途、特に

リモート受信器の動作が意図された場合には問題となる。

【0004】

従来の受信器において、非直線的伝達特性を備えたRF透過増幅器を、振幅変調信号を復調するための復調器として使用できるというのが良く知られた原理である。この原理は、シリコン半導体装置が広く利用できるようになるときまでは無線受信器に組み込まれる熱イオン電子管に関連してしばしば利用され、電子管は透過増幅器として機能する。

本発明者は、多数の無線受信器要素を一緒に結合して、上記問題の1つ以上を克服する簡単な受信回路を得ることが実現できると分かった。

【0005】

【発明の開示】

本発明の1つの特徴によれば、入力信号を受信しそしてそれに対応する復調信号を発生するためのAM受信器において、入力信号を反射式に増幅する反射増幅器として動作できると同時に、増幅された入力信号を検出して復調信号を発生するための検出器としても動作できるようにバイアスされたトランジスタを備えたことを特徴とするAM受信器が提供される。

本発明は、受信器が次のことを行い得るという効果を発揮する。

(a) 公知技術で使用された透過式増幅とは対照的に、反射式増幅を使用するために消費電力が低い。そして

(b) 低い応答スレッシュホールドを課す検出ダイオードが組み込まれないので入力信号に対する感度が高い。

【0006】

増幅された入力信号の検出は、信号の混合を行うトランジスタによって行われるのが便利である。このトランジスタは、その電流／電圧伝達特性の非直線領域で動作できるのが好都合である。これは、増幅された入力信号がそれ自身と混合され、即ち「自己ヘテロダイン化」され、それを基本帯域へ直接復調して、復調信号を与えるという効果を発揮する。

このトランジスタは、その非直線領域において比較的低い供給電流で機能し、受信器の電力効率を良くする。従って、例えば、トランジスタは、その非直線領

域で機能するときに $5\mu A$ ないし $100\mu A$ の範囲の電流を導通するように動作することができる。

【0007】

トランジスタが反射増幅器及び検出器として同時に機能するようにするために、トランジスタは、増幅された反射信号がトランジスタの入力に発生されて、その後にトランジスタにおいて検出されるように構成されるのが好ましく、トランジスタは、この機能を達成するためにその入力に負の入力抵抗を与える。これと対照的に、透過増幅器を使用する従来の非直線的ミクサは、増幅された信号をその入力に発生せず、そしてそれらを復調目的で後方に注入しない。トランジスタは、入力信号を受け取るための電極を含むのが好都合であり、この電極は、信号経路を経て信号接地点に接続され、信号経路は、反射信号をトランジスタと信号接地点との間に搬送し、そして入力信号を電極へと転向するよう動作し得る。

【0008】

本発明の第2の特徴によれば、本発明の第1の特徴による受信器をGPS受信器に組み込むことができ、従って、動作電流の消費を比較的減少し、そして検出感度を高めることができる。このGPS受信器は、本発明による複数の受信器と、入力放射を受け取りそしてそれに対応する受信信号を発生するための受信手段と、その受信信号をフィルタリング、増幅及びゲーティングして複数の増幅器の入力信号を与え、復調を行って復調信号を形成し、そこからGPS受信器の位置基準を導出できるようにする処理手段とを備えているのが好都合である。

本発明の第3の特徴によれば、第1の特徴によるAM受信器を用いて入力信号を振幅復調する方法であって、(a) 入力信号を受信しそしてそれをトランジスタにおいて反射式に増幅して、増幅された入力信号を発生し、そして(b) その増幅された入力信号を、非直線モードで動作するトランジスタに通してそれを復調し、そしてそれに対応する復調信号を発生するという同時に実行可能な段階を含む方法が提供される。

【0009】

【発明を実施するための最良の形態】

以下、添付図面を参照して、本発明の好ましい実施形態を詳細に説明する。

図1には、AM受信器が10で示されている。この受信器10は、パッチアンテナ12と、ガリウム砒素（GaAs）電界効果トランジスタ（FET）14と、電流源16と、電源18とを備えている。アンテナ12は、トランジスタ14のゲート電極14gに接続されると共に、リンク20を経て信号接地点Egにも接続される。電源18は、その出力Pがトランジスタ14のドレイン電極14dに接続されている。又、トランジスタ14は、ソース電極14sも含み、これは、電流源16の第1端子11に接続される。電流源16の第2端子12は、信号接地点Egに接続される。リンク20及び端子12の両方は、信号接地点Egにおける単一ポイントに接続される。

【0010】

ソース電極14sは、受信器10から復調された信号が与えられる出力Qにも接続される。

図1を参照して、受信器10の動作を以下に説明する。トランジスタ14は、接地ゲート構成にあり、電源18によってその出力Pに供給される正のバイアスは、マイクロアンペア程度の電流I_{FET}を電極14d、14s間及び電流源16を経て通流させる。電流I_{FET}は、5μAないし100μAの範囲であるのが好ましい。電流I_{FET}は、トランジスタ14がその伝達特性の非直線領域において反射増幅器として動作するに充分なほど小さい。トランジスタ14は、受信器10により発生される信号利得を測定することにより反射増幅を与えることが実験で確認されており、即ちトランジスタ14が透過増幅器として機能する場合のような高い増幅度を受信器10が与えることはできない。電流源16は、トランジスタ14を非直線領域にバイアスした状態に維持するように動作し得る。

【0011】

アンテナ12は、到来する放射22を受信しそしてそれを受信信号S_Rに変換する。この信号S_Rは、アンテナ12からゲート電極14gへ伝播し、そしてリンク20を経て伝播する。リンク20は、放射22の搬送波周波数において信号接地点Egとゲート電極14gとの間にほぼ1/4波長の信号経路を与え、その結果、リンク20は、受信信号S_Rをゲート電極14gから転向しない。というのは、リンク20が接地点Egに接続されるところでリンク20により与えられ

る低いインピーダンスが、ゲート電極14gにおける開路へと伝達されるからである。又、リンク20は、インピーダンス整合部品としても機能し、即ちトランジスタ14とアンテナ12との間のインピーダンス整合を与えるようにその長さを調整することができる。

トランジスタ14は、信号 S_R に対して2段階プロセスで動作し、即ちトランジスタ14は、

(a) 受信信号 S_R をそのゲート電極14gにおいて反射により増幅し、反射増幅された信号 S_A をそこに発生し、そして

(b) 非直線的伝達特性を備えたトランジスタ14によって信号 S_A を復調して、復調された信号をソース電極14sに出力する。復調された信号は、その後の処理のために出力Qへ伝播する。

実際に、2つの段階(a)及び(b)は、同時に行われる。

【0012】

この2段階プロセスとは対照的に、公知の復調器は、本来の位置で反射増幅及びそれと同時の検出を与えるものではなく、それ故、受信器10に比して比較的感度が低い。受信器10に比して、非直線的に動作する利得装置を使用して振幅復調を与える従来の復調器は、透過式増幅器として機能するよう構成された装置を組み込んでいる。反射モードの動作では、トランジスタ14は、式1に基づく2乗則信号伝達特性を与える。

$$i_{FET} = k_0(v_{gs})^2 \quad \text{式1}$$

但し、 i_{FET} は I_{FET} の小さな信号変化であり、 v_{gs} は、ゲート電極14gとソース電極14sとの間の電位差の小さな信号変化であり、そして k_0 は、利得定数である。

【0013】

次のような第1の近似を仮定する。

$$v_{gs} = k_1 S_R \quad \text{式2}$$

但し、 k_1 は定数である。そして、

$$S_R = k_2 S_m \sin \omega_R t \quad \text{式3}$$

但し、 k_2 は定数であり、 S_m は振幅変調信号であり、 ω_R は放射22の角度搬送

波周波数であり、そして t = 時間である。

従って、式1ないし3から、次のようになる。

$$\begin{aligned} i_{FET} &= k_0 k_1^2 k_2^2 S_m^2 \sin^2 \sin^2 \omega_R t \\ &= 1/2 k_0 k_1^2 k_2^2 S_m^2 (1 - \cos 2 \omega_R t) \end{aligned} \quad \text{式4}$$

高周波成分即ち角度周波数 ω_R 以上における成分が出力Qからフィルタ除去される場合には、出力が次の式5に従うものとなる。

$$Q = k_3 S_m^2 \quad \text{式5}$$

但し、 k_3 = 定数、即ち $k_3 = k_0 k_1^2 k_2^2$ である。

【0014】

実際、高周波成分のフィルトレーション(filtration)が受信器10に接続された回路に発生し、例えば、オーディオ増幅器がそのような成分に応答しない 50 Hz ~ 20 Hz のバンド幅を示す。

式5は、出力Qにおける復調されたベースバンドに対応する。従って、トランジスタ14は、低動作電流で信号增幅を与えることができ、また、ベースバンドに直流復調を与えることができる。

信号 S_m がバイナリデータの場合には、式の非線形暗示は重要ではない。

【0015】

受信器10は以下の利点を与える。

- (i) それは比較的低電流、例えば μA で動作する。
- (ii) それは、高周波数からベースバンドまで直接增幅及び検出の双方を与える。
- (iii) それは、従来の受信器よりも比較的低い振幅の信号で動作できる。
- (iv) それは、潜在的に安価であり、数個の要素だけしか必要としない。

【0016】

この利点は、受信器10を、例えば遠隔呼掛け可能な識別タグのためのワイヤレスローカルエリアコンピュータネットワークのような短距離ラジオリンクで使用するのに魅力的なものにし、また、移動電話及び全世界測位システム（GPS）受信器における高性能検出器として使用するのに魅力的なものにする。

【0017】

受信器10は、信号トランジスタを使用して反射増幅及び検出の相乗的な利点を与える。更に、受信器10は、マイクロ波周波数例えば約1.5GHzで動作することが可能であり、これらの周波数における実験結果は、それが振幅変調された放射線を増幅し検出してアンテナ12から-80dBmのオーダで受信信号を生じさせることができることを示している。その実験結果は、受信器10が従来のダイオード型検出器に比べてかなり改良されたものであり、従来のダイオードは、ダイオード検出の前に受信信号を増幅するためにかなりの送信増幅を行わずにそのような小さな受信信号を検出することができないことを示している。

【0018】

受信器10の用途は、以下のものとして使用することを含む。

(a) マルチモードタグデバイス、例えば、パーソナル携帯可能なタグ用低電力受信器。従来のマルチモードタグは、そのマルチモードタグが半受動モードでメッセージを受信できるレンジよりも大きなレンジで能動モードでメッセージを送信できる。能動モードは、半能動モードに比べて高い消費電力を伴うという欠点を有する。従来、タグ電力消費は、タグが合間をあけて比較的低い周期で能動モードに入るサンプリング技術により減少させることができる。受信器10は、マルチモードタグに組み込まれた場合に、高感度「ウェークアップ」受信能力をえることができ、この能力は、タグに高動作レンジを与え、複雑な動作プロトコルの必要性を減少させる。

【0019】

(b) 自動車のセキュリティ受信器。受信器10を含むそのようなセキュリティ受信器は、以下のことが可能である。

- (1) 低い電力消費、例えば、 $10\mu W$ のオーダの電力消費を示す。
- (2) 低コストである。
- (3) 従来のセキュリティ受信器に比べて約500MHz～600MHzの超高周波(UHF)で動作する。

受信器10を含むセキュリティ受信器は、セキュリティコード例えば「ラジオキー」を通信するように動作でき、それにより、自動車へのアクセスの許可及び

自動車内部に組み込まれた非運行（immobilisation）システムの制御を可能にする。受信器10は、キーフォブに組み込むのに十分に簡単でコンパクトであり、それにより、車両とそれに付属のキーフォブとの間に双方向通信リンクを設けるのを可能にする。このような双方向通信リンクは、更に複雑なセキュリティプロトコルを使用するのを可能にし、従って、セキュリティを高め、更に付加価値のある機能をタブに追加することを可能にする。例えば、フォブが位置的な関係を得ることができると低電力ラジオ送信器のコンステレーションを含む駐車場において関連自動車の駐車位置の記憶を可能にする。

【0020】

(c) 超低電力G P S受信器。

G P S受信器は、地球表面上の位置的な関係を測定するのに使用するのに良く知られている。従来のG P S受信器は、コード化された放射線を1. 5 G H zのオーダの多数のキャリヤ周波数で赤道上の静止衛星のコンステレーションに送信し、放射線がその衛星に到達し、そこで増幅され、その後そこから送信されてG P S受信器において受信されるまでの時間を測定することにより機能する。各衛星は、それに関連する特定の周波数レンジの放射線に応答する。その時間に対応する距離が、G P S受信器において計算され、その後、幾何学的な計算が適用されて、衛星の位置は予め知られているのでその距離から受信器の位置的関係が決定される。G P S受信器により発生される放射線は、受信器内で発生された擬似ランダムビットシーケンスによりコード化され、このコード化により、G P S受信器が衛星から返信された放射線を認識することができる。

【0021】

時間の測定は、G P S受信器において、擬似ランダムビットシーケンスの「早期」、「オンタイム」及び「遅延」のバージョンとG P S受信器において返信された放射線との相関をとることにより達成される。これは、信号の同期を確保して高信頼性の正確な時間測定を達成するために必要である。

【0022】

図2を参照すると、G P S受信器100が示されている。受信器100は、円形に極配置されたアンテナ110、静磁気表面波デバイス（MSWD）フィルタ

／アイソレータ120、反射増幅器130、3方向スプリッタユニット140、反射増幅器アセンブリ150、狭バンド表面音響波フィルタアセンブリ160、受信器アセンブリ170を含んでいる。アセンブリ170は、3つの受信器172、174、176を含んでおり、それらの受信器はそれぞれ図1の受信器10と同じである。受信器100は、また、アセンブリ170により発生された「遅延」、「オンタイム」及び「早期」の各出力を処理して、アセンブリ150で使用するために端子J1、J2、J3に信号を発生するための測定ユニット178を含んでいる。更に、受信器100は、計算ユニット180を付加的に含んでおり、この計算ユニット180は、測定ユニット178により与えられた時間測定値から三角測量により位置的関係を決定し、その位置的関係をユニット180の端子M₀においてデータとして与える。測定ユニット178及び計算ユニット180の設計は、GPS受信器設計分野の当業者に良く知られている。

【0023】

反射増幅器130及びアッセンブリ150は、本件出願人の英国特許GB2284323Bに係る反射増幅器を含んでいる。その英国特許の内容は、転送特性の線形レンジで動作する反射増幅器として機能するトランジスタについて参考のためここに組みこまれている。反射増幅器は、それぞれ、電界効果トランジスタ(FET)、すなわち、その電流／電圧特性の線形レンジ内で動作するようにフィードバック装置で構成され、それにより受信した信号を増大した振幅と共に反射するようになったシリコン接合FET(JFET)又はガリウム砒素(GaAs)デバイスを含んでいる。

【0024】

アンテナ110は、フィルタ／アイソレータ120の第1入力端子H₁に接続された出力S_Aを含んでいる。フィルタ／アイソレータ120は、増幅器130の入力／出力端子Fに接続された第2端子H₂を含んでおり、また、スプリッタユニット140の入力端子K₀に接続された第3端子H₃を含んでいる。

【0025】

ユニット140は、それぞれ反射増幅器152、154、156の入力端子B₁、B₂、B₃に接続された3つの出力端子K₁、K₂、K₃を含んでいる。反射増幅

器152、154、156はアセンブリ150に含まれる。増幅器152、154、156は、また、制御端子C₁、C₂、C₃も含んでおり、この制御端子C₁、C₂、C₃に、「遅延」、「オンタイム」及び「早期」の制御信号が、測定ユニット178の対応する端子J₁、J₂、J₃からそれぞれ送られる。これらの制御信号は、同一の擬似ランダムビット流れ、すなわち、データシーケンスであり、通常そのシーケンスにおいて1/2又は1ビット時間に対応する周期だけ相互に時間シフトされたデータシーケンスである。

【0026】

端子K₁、K₂、K₃はまたそれぞれ、表面弹性波（SAW）フィルター162、164、166の入力G₁、G₂、G₃に接続されている。フィルターは、それぞれ受信器172、174、176の入力Z₁、Z₂、Z₃に接続される出力W₁、W₂、W₃を受け入れる。受信器172、174、176は、それぞれ「遅延」、「オンタイム」及び「早期」信号が出力される出力D₁、D₂、D₃を含んでいる。これらの出力D₁、D₂、D₃はそれぞれ測定装置178の対応する入力E₁、E₂、E₃に接続されている。

【0027】

フィルター／アイソレーター120は、アルミニウム又は石英基板に堆積されたイットリウム・鉄・ガーネット（YIG）の薄層、さらに細かく言えば、10 μmから100 μmの厚さ範囲に組込まれ、アイソレーター120を通る信号伝搬経路を提供する。

【0028】

SAWフィルター162、164、166はそこに伝搬する遅延信号及び帯域フィルターに実施可能である。増幅器130はそこで受信され、その後にそこから+23 dBで反射された信号を増幅するように配置されている。受信器172、174、176は受信器10に関して上述したような振幅変化の検出と同様に+20 dBの增幅利得を供給するように実施可能である。増幅器152、154、156はそれぞれそれらの端子C₁、C₂、C₃で切換え可能であり、それぞれ高利得状態で+20 dBの利得を供給し、低利得状態で-20 dBの利得を供給するようになっている。

【0029】

以下、図2を参照してGPS受信器100の動作を説明する。

GPS受信器100は、測定装置178に接続されたその送信装置（図示せず）から第1静止衛星（図示せず）へ符号化された放射線を発し、第1静止衛星は符号化された放射線を増幅すると共に送信し、アンテナ110に入射する入力放射線190を供給する。

【0030】

アンテナ110は入力放射線190を受信し、放射線は1574.42MHzでC符号のGPS放射線であり、それに対応する信号S₁を発生する。信号S₁はフィルター／アイソレーター120の第1端子H₁に伝搬し、それは第2端子H₂へ通過し、そこでそれは増幅器130の端子Fに出力され、フィルター／アイソレーター120は信号S₁の成分を選択的に限定するように作用し、その振幅はしきいレベルを超え、そのレベルはフィルター／アイソレーター120の製造中に決定される。増幅器130は負抵抗として機能し、信号S₁を反射的に増幅し、端子Fからフィルター／アイソレーター120の端子H₂へ戻って伝搬する対応の増幅信号S₂を発生する。信号S₂はフィルター／アイソレーター120で端子H₂から端子H₂へ伝搬し、そこでそれは信号S₁として出力される。信号S₃はスプリッタ装置の入力K₀に伝搬し、スプリッタ装置140は信号S₃を分割し、それぞれ出力K₁, K₂, K₃で3個の信号S₁₀, S₁₁, S₁₂を発生する。端子C₁, C₂, C₃に適用される制御信号に応じて、増幅器152, 154, 156はそれぞれ信号S₁₀, S₁₁, S₁₂を選択的又は反射的に増幅又は弱め、したがつて、それにより信号S₁₀, S₁₁, S₁₂は、1又はそれ以上の制御信号とのその相関関係が起きた時に突起した振幅となるように時間ゲートされる。

【0031】

それぞれ増幅又は弱められる増幅器152, 154, 156により切換えられた信号S₁₀, S₁₁, S₁₂はそれぞれ入力G₁, G₂, G₃に伝搬する。フィルター162, 164, 166は帯域フィルターであり、そこを伝搬する信号S₁₀, S₁₁, S₁₂を遅らせ、それぞれ出力W₁, W₂, W₃で対応する信号S₂₀, S₂₁, S₂₂を供給する。入力Z₁, Z₂, Z₃は受信器172, 174, 176に通る信号S

20. S_{21} , S_{22} を受信し、そこでそれらは増幅又は復調され、それぞれ出力 D_1 , D_2 , D_3 で「遅延」、「オンタイム」及び「早期」出力信号を供給する。信号 D_1 , D_2 , D_3 は測定装置 178 のそれぞれの入力 E_1 , E_2 , E_3 に伝搬する。

【0032】

装置 178 は入力 E_1 , E_2 , E_3 を監視し、端子 K_1 , K_2 , K_3 にある信号の相関関係に対応してそこで信号を確認し、それらは測定装置 178 内で発生し、端子 J_1 , J_2 , J_3 を介してそれぞれ端子 C_1 , C_2 , C_3 に出力される。そうすることにより、測定装置 178 は、反復処理により、受信器 100 から放射され、第 1 衛星に伝搬され、受信器 100 により再び受信される放射線の期間を決定する。

【0033】

受信器 100 は、2、3 の静止衛星に関して上述したような測定を反復して、3 つの継続時間測定を導き出す。測定ユニット 178 は、これらの測定を計算ユニット 180 に出力し、計算ユニット 180 は、これらの測定から対応距離を測定する。これらの対応距離から三角測量処理によって位置基準が計算され、出力 M_0 に位置データが提供される。

【0034】

総括すれば、端子 C_1 , C_2 , C_3 に付与された制御信号は、出力 D_1 , D_2 , D_3 に出力信号を提供するためにアンテナ 110 からの信号 S_1 をゲート制御するために使用され、これらの出力信号は、継続時間を、故に、受信器 100 のための位置基準を決定するためにユニット 178, 180 によって処理される。位置基準の決定は、GPS 受信器設計の当業者にはよく知られているだろう。この設計では、出力 D_1 , D_2 , D_3 における出力信号は、同期に使用するため、故に、継続時間の決定に使用するため、測定ユニット 178 に組み入れられたコードジエネレータを運転するために使用される。

【0035】

GPS 受信器 100 は、従来の GPS 受信器に比べてより低い消費電力で動作することができる。受信器 100 は、増幅器 130 における、反射増幅器 150 のアセンブリにおける、及び受信器 170 のアセンブリにおける、反射増幅を活

用することによって、この低い消費電力を達成する。反射増幅を活用することによって、関連するMSWDデバイスやSAWデバイスに接続されたGaAsマイクロウェイブモノリシック集積回路(MMIC)中へ受信器100を製造することができる、といった他の利点も得られる。このMMICは、GPSシステムへの組み込みに関して、比較的低コストでコンパクトな部品であるといった可能性を秘めている。

【0036】

本発明の範囲を逸脱することなく、前述した受信器10やGPS受信器100に様々な変更を行うことができるが当業者には分かるだろう。例えば、リンク20をフィルタネットワーク（このフィルタネットワークは、トランジスタ14をバイアスする働きを持ち、反射ゲインを提供する一方でより狭い通過帯域特性を受信器10に分け与えることによって、受信器10をより周波数選択式のものとする）によって置きかえることができる。更に言えば、比較的低い周波数で、例えば100MHz～150MHzのVHF周波数で回路10が放射を受信するように動作し得るときは、トランジスタ14をシリコントランジスタとすることはできる。

【0037】

受信器10は、本質的に、自身に付与された信号のダイナミックレンジを圧縮する自動ゲイン制御(AGC)特性を提供するよりも動作し得る。電極14gにてトランジスタ14によって示される負の抵抗を適当に選択することにより、増加する入力信号の強さに応答して電流IFETが減少するように構成し、ゲート電極14gで示される負の抵抗を、ゲインを減少させるように変化させることができる。

【0038】

アンテナ12とゲート電極14gの間の信号経路に、周波数感知カットオффィルタ、例えば、バンドパスフィルタを組み込むことにより、AM受信器10を、周波数変調された放射を復調するための周波数変調(FM)受信器に変換することができる。このフィルタは、例えば、わずかにずれた共振では、信号の周波数変化に応答して、そのフィルタ中を伝播する信号を信号減衰させるように動作

し得る（この信号減衰は、トランジスタ14が復調を行うために動作可能な、フィルタから提供される信号における振幅変調として明らかである。）更に言えば、受信器10はFM受信器として適応され得ることから、この受信器10は、位相変調された放射や信号を復調するための位相検出器として機能することもできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

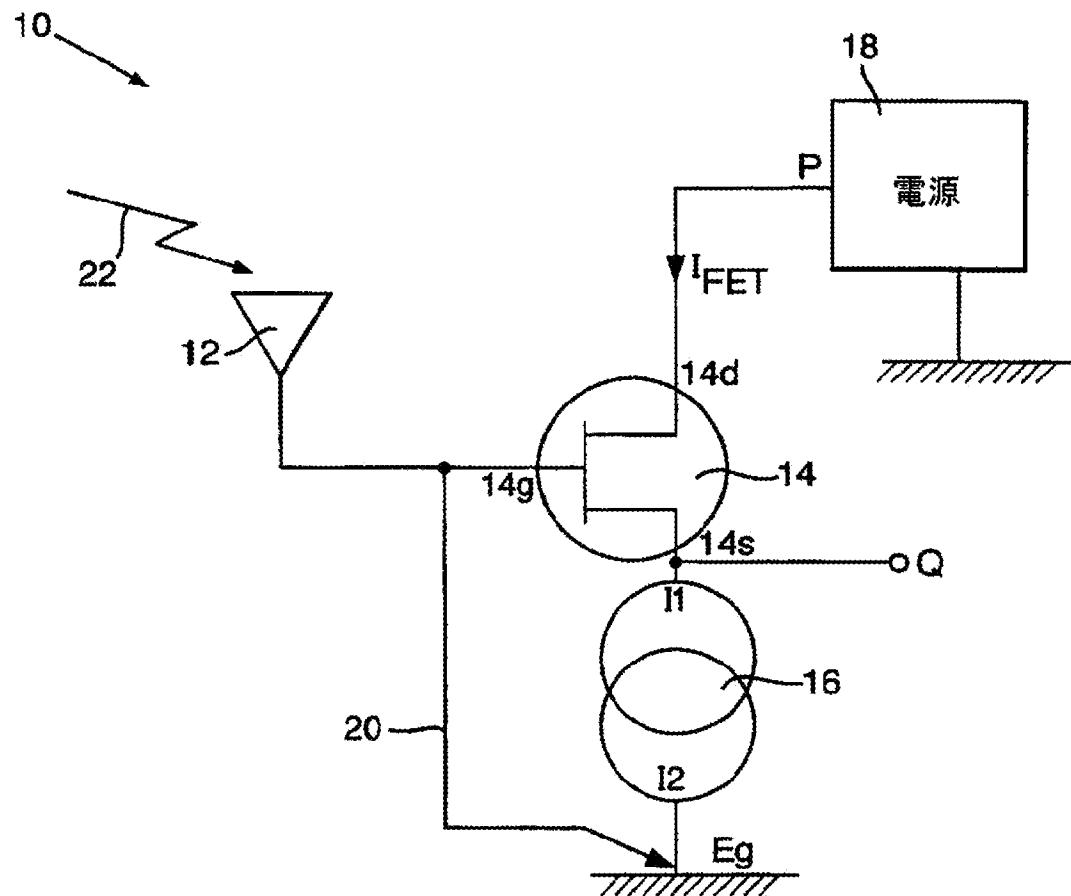
本発明によるAM受信器の第1実施形態を示す回路図である。

【図2】

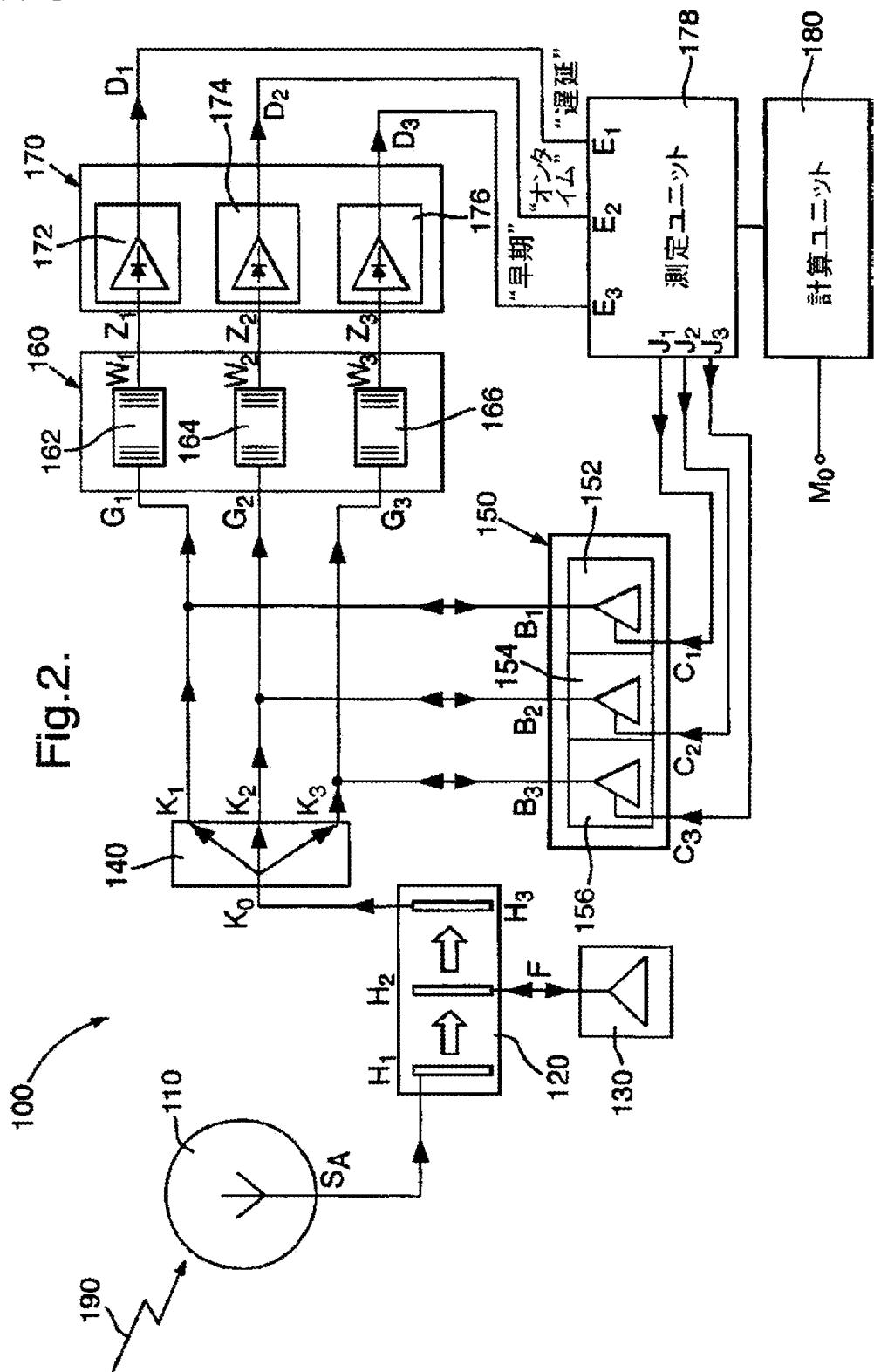
図1に示す受信器を組み込んだGPS受信器の回路図である。

【図1】

Fig.1.



【図2】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

		International Application No PCT/GB 00/02093															
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H03D7/12 H03D11/04																	
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC																	
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H03D H03B																	
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched																	
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) WPI Data, EPO-Internal																	
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="text-align: left; padding: 2px;">Category *</th> <th style="text-align: left; padding: 2px;">Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages</th> <th style="text-align: left; padding: 2px;">Relevant to claim No.</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="padding: 2px;">X</td> <td style="padding: 2px;">US 4 563 772 A (H. BENEKING) 7 January 1986 (1986-01-07) column 1, line 26 -column 2, line 47; figure 1</td> <td style="padding: 2px;">1-6,9-18</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">X</td> <td style="padding: 2px;">US 4 631 500 A (C. RAUSCHER) 23 December 1986 (1986-12-23) column 3, line 16 -column 4, line 29; figure 2</td> <td style="padding: 2px;">1-6,9-18</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">X</td> <td style="padding: 2px;">US 4 112 373 A (H. MIYAMOTO) 5 September 1978 (1978-09-05) column 2, line 34 -column 3, line 62; figures 1,2</td> <td style="padding: 2px;">1-6,9-18</td> </tr> <tr> <td></td> <td style="text-align: center; padding: 2px;">-/-</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>			Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.	X	US 4 563 772 A (H. BENEKING) 7 January 1986 (1986-01-07) column 1, line 26 -column 2, line 47; figure 1	1-6,9-18	X	US 4 631 500 A (C. RAUSCHER) 23 December 1986 (1986-12-23) column 3, line 16 -column 4, line 29; figure 2	1-6,9-18	X	US 4 112 373 A (H. MIYAMOTO) 5 September 1978 (1978-09-05) column 2, line 34 -column 3, line 62; figures 1,2	1-6,9-18		-/-	
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.															
X	US 4 563 772 A (H. BENEKING) 7 January 1986 (1986-01-07) column 1, line 26 -column 2, line 47; figure 1	1-6,9-18															
X	US 4 631 500 A (C. RAUSCHER) 23 December 1986 (1986-12-23) column 3, line 16 -column 4, line 29; figure 2	1-6,9-18															
X	US 4 112 373 A (H. MIYAMOTO) 5 September 1978 (1978-09-05) column 2, line 34 -column 3, line 62; figures 1,2	1-6,9-18															
	-/-																
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.															
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed																	
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report															
23 September 2000		04/10/2000															
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax. (+31-70) 340-3016		Authorized officer Butler, N															

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int'l. Appl. No.
PCT/GB 00/02093

C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 3 863 136 A (R. HANSON) 28 January 1975 (1975-01-28) column 1, line 33 ~column 3, line 23; figure 1 -----	1-6,9-18
X	US 4 403 347 A (Y. ISO) 6 September 1983 (1983-09-06) column 2, line 8 ~column 3, line 53; figures 1,2 -----	1-6,9-18
A	J. SARKISSIAN: "A 60 GHZ HEMT-MMIC ANALOG FREQUENCY DIVIDER BY TWO" IEEE GALLIUM ARSENIDE INTEGRATED CIRCUITS SYMPOSIUM, 16 October 1994 (1994-10-16), pages 104-107, XP000482723 PHILADELPHIA, PENNSYLVANIA page 105, column 1, line 27 ~column 2, line 15; figure 8 -----	1

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.
PCT/GB 00/02093

Patent document cited in search report	Publication date		Patent family member(s)	Publication date
US 4563772 A	07-01-1986	DE FR GB JP	3216776 A 2526606 A 2120035 A,B 58204609 A	17-11-1983 10-11-1983 23-11-1983 29-11-1983
US 4631500 A	23-12-1986		NONE	
US 4112373 A	06-09-1978	JP JP JP JP JP JP JP JP JP JP JP AU AU	1193116 C 52087912 A 58024977 B 52087913 A 1194818 C 52087914 A 58026702 B 1325730 C 53068504 A 60044842 B 503157 B 2140177 A	29-02-1984 22-07-1977 24-05-1983 22-07-1977 12-03-1984 22-07-1977 04-06-1983 16-07-1986 19-06-1978 05-10-1985 23-08-1979 27-07-1978
US 3863136 A	28-01-1975		NONE	
US 4403347 A	06-09-1983	JP JP JP DE	1515615 C 56111326 A 63061811 B 3104242 A	24-08-1989 03-09-1981 30-11-1988 07-01-1982

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY,
DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I
T, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ
, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML,
MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, K
E, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG
, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD,
RU, TJ, TM), AE, AG, AL, AM, AT,
AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, C
H, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ
, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM,
HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, K
G, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT
, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW,
MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, S
D, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR
, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU,
ZA, ZW

(72)発明者 ファー アドリアン ニゲル
イギリス エセックス シーエム6 3ア
ールエス ダンモウ ステッピング ブラ
ン エンド ザ ミル ハウス

Fターム(参考) 5K061 AA02 BB17 CC08 CC26 CC28
CD01 JJ02